

KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: 1020030038289 A
(43)Date of publication of application: 16.05.2003

(21)Application number: 1020020003204
(22)Date of filing: 19.01.2002

(71)Applicant: SAMSUNG ELECTRONICS
CO., LTD.

(72)Inventor: HONG, DAE SIK
JU, PAN YU
KANG, DAE EOP
KO, EUN SEOK

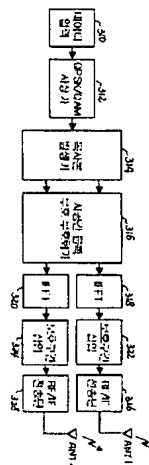
(51)Int. Cl. H04J 11/00

(54) APPARATUS AND METHOD FOR CODING/DECODING OF STTD IN OFDM MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

(57) Abstract:

PURPOSE: An apparatus and a method for coding/decoding of STTD(Space Time block coding based Transmit Diversity) in OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) mobile communication system are provided to improve performance without increasing the complexity.

CONSTITUTION: A replica generator(314) inputs an OFDM symbol and generates a replica of the OFDM symbol by rotating the OFDM symbol by a circulative rotation amount decided with the first number of sub-carrier and the second number of multi-channels. Afterward, the replica generator(314) generates a replica of the OFDM symbol by rotating the OFDM symbol by a circulative rotation amount fed back from a receiver. A space-time block code coder (316) codes the OFDM symbol and the replica of the OFDM symbol by a space-time block code and outputs the coded OFDM symbols to be transmitted through two different antennas.



copyright KIPO 2003

Legal Status

Date of request for an examination (20061110)
Notification date of refusal decision (00000000)
Final disposal of an application (application)
Date of final disposal of an application (00000000)
Patent registration number ()
Date of registration (00000000)
Number of opposition against the grant of a patent ()
Date of opposition against the grant of a patent (00000000)

Number of trial against decision to refuse ()

Date of requesting trial against decision to refuse ()

(19)대한민국특허청(KR)

(12) 공개특허공보(A)

(51) . Int. Cl. 7
H04J 11/00

(11) 공개번호 특2003-0038289
(43) 공개일자 2003년05월16일

(21) 출원번호 10-2002-0003204
(22) 출원일자 2002년01월19일

(30) 우선권주장 1020010069994 2001년11월10일 대한민국(KR)

(71) 출원인 삼성전자주식회사
경기도 수원시 팔달구 매탄3동 416번지

(72) 발명자 주관유
서울특별시강남구도곡동우성리빙텔1702호
강대업
서울특별시송파구신천동20-5시영아파트163-503

고은석
서울특별시서대문구신촌동134번지연세대학교전기전자공학과

홍대식
서울특별시서대문구신촌동134번지연세대학교전기전자공학과

(74) 대리인 이건주

심사청구 : 없음

(54) 직교주파수분할다중 방식의 이동통신시스템에서시공간-주파수 부호화/복호화 장치 및 방법

요약

본 발명은 입력되는 데이터를 제1개수의 부반송파들을 가지고 직교 주파수 분할 다중화 심벌로 변조하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 서로 다른 두 개의 안테나들을 사용하여 전송하며, 상기 안테나들에서 전송되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들 각각이 제2개수의 다중 경로를 가지는 채널을 통해 전송되는, 직교주파수분할 다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 부호화 방법에 있어서, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 입력하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 최초로 상기 제1개수와 제2개수를 가지고 결정된 순환 회전량에 의해 회전시켜 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 생성하며, 이후에는 수신기로부터 피드백되는 순환회전량에 의해 회전시켜 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 생성하는 과정과, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌과 상기 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 시공간 블록 부호에 의해 부호화하고, 상기 시공간 블록 부호화된 심벌들 각각이 상기 서로 다른 두 개의 안테나들을 통해 전송되도록 출력하는 과정을 포함한다.

대표도

도 3

색인어

OFDM 방식, 시공간 블록 부호, 전송 다이버시티, 순환 회전, 채널 추정, 순환회전량 피드백(feedback)

명에서

도면의 간단한 설명

도 1은 통상적인 직교주파수분할다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기 구조를 도시한 도면

도 2는 통상적인 직교주파수분할다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 수신기 구조를 도시한 도면

도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 송신기 구조를 보이고 있는 도면.

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 수신기 구조를 보이고 있는 도면.

도 5는 도 3의 복사본 발생기의 상세 구성을 보이고 있는 도면.

도 6은 도 4의 주파수 다이버시티 결합기의 상세 구성을 보이고 있는 도면.

도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 송신기에서 수행하는 제어 흐름을 보이고 있는 도면.

도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 수신기에서 수행되는 제어 흐름을 보이고 있는 도면.

도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 0 번째 부 반송파에 대한 부 반송파들간의 상관성을 보이고 있는 도면.

도 10은 본 발명의 실시 예에 따른 최대 주파수 다이버시티를 얻을 수 있는 복사본의 예를 보이고 있는 도면.

도 11은 본 발명의 실시예에 따른 N_R 개의 수신안테나에 대한 복호화를 수행하는 수신기 구조를 도시한 도면

도 12는 본 발명의 실시 예에 따른 직교주파수 분할다중화 방식의 이동통신시스템의 수신기에서 추정된 전송 채널의 최소 상호 상관도에 따른 순환회전량을 송신기로 피드백하는 구조를 개략적으로 도시한 도면.

도 13은 본 발명의 실시 예에 따른 직교 주파수 분할 다중화 방식의 이동 통신 시스템의 송신기에서 피드백된 상호 상관도에 따른 순환 회전량을 고려하여 수행하는 제어흐름을 도시한 도면.

도 14는 본 발명의 실시 예에 따른 0, 52, 204 번째 부 반송파에 대한 부 반송파들간의 상관성을 보이고 있는 도면.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교주파수분할다중화(OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식을 사용하는 이동통신시스템에서 부호화/복호화 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 시공간 블록 코딩 전송 다이버시티 방식을 사용하는 부호화/복호화 장치 및 방법에 관한 것이다.

최근 유·무선 채널에서 고속데이터 전송에 유용한 방식으로 사용되고 있는 직교주파수 분할 다중화(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 이하 'OFDM'이라 칭하기로 한다) 방식은 복수 반송파(Multi-Carrier)를 사용하여 데이터를 전송하는 방식으로서, 직렬로 입력되는 심벌(Symbol)열을 병렬변환하여 이들 각각을 상호 직교성을 갖는 다수의 부반송파(Sub-Carrier, Sub-Channel)로 변조하여 전송하는 다중 반송파 변조(MCM : Multi Carrier Modulation) 방식의 일종이다.

이와 같은 다중 반송파 변조 방식을 적용하는 시스템은 1950년대 후반 군용 HF radio에 처음 적용되었으며, 다수의 직교하는 부반송파를 중첩시키는 OFDM 방식은 1970년대부터 발전하기 시작하였으나, 다중 반송파간의 직교변조의 구현이 난이한 문제였었기 때문에 실제 시스템 적용에 한계가 있었다. 그러나 1971년 Weinstein 등이 상기 OFDM

방식을 사용하는 변복조는 DFT(Discrete Fourier Transform)를 이용하여 효율적으로 처리가 가능함을 발표하면서 OFDM 방식에 대한 기술개발이 급속히 발전했다. 또한 보호구간(guard interval)을 사용과 cyclic prefix 보호구간 삽입 방식이 알려지면서 다중경로 및 지연 확산(delay spread)에 대한 시스템의 부정적 영향을 더욱 감소시키게 되었다. 그래서, 이런 직교주파수 분할 다중 방식 기술은 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting: DAB)과 디지털 텔레비전, 무선 근거리 통신망(Wireless Local Area Network: WLAN) 그리고 무선 비동기 전송 모드(Wireless Asynchronous Transfer Mode: WATM) 혹은 고정 광대역 무선 접속(fixed BWA) 등의 디지털 전송 기술에 광범위하게 적용되어지고 있다. 즉, 하드웨어적인 복잡도(Complexity)로 인하여 널리 사용되지 못하다가 최근 고속 푸리에 변환(FFT: Fast Fourier Transform, 이하 'FFT'라 칭하기로 한다)과 역 고속 푸리에 변환(IFFT: Inverse Fast Fourier Transform, 이하 'IFFT'라 칭하기로 한다)을 포함한 각종 디지털 신호 처리 기술이 발전함으로써 실현 가능해졌다. 상기 OFDM 방식은 종래의 주파수 분할 다중(FDM: Frequency Division Multiplexing) 방식과 비슷하나 무엇보다도 다수개의 부반송파간의 직교성(Orthogonality)을 유지하여 전송함으로써 고속 데이터 전송시 최적의 전송 효율을 얻을 수 있는 특징을 가지며, 또한 주파수 사용 효율이 좋고 다중 경로 페이딩(multi-path fading)에 강한 특성이 있어 고속 데이터 전송시 최적의 전송 효율을 얻을 수 있다는 특징을 가진다. 또한, 주파수 스펙트럼을 중첩하여 사용하므로 주파수 사용이 효율적이고, 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)에 강하고, 다중경로 페이딩에 강하고, 보호구간을 이용하여 심벌간 간섭(ISI: Inter Symbol Interference) 영향을 줄일 수 있으며, 하드웨어적으로 등화기 구조를 간단하게 설계하는 것이 가능하며, 임펄스(impulse)성 잡음에 강하다는 장점을 가지고 있어서 통신시스템 구조에 적극 활용되고 있는 추세에 있다.

그러면 여기서, 상기 OFDM 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기와 수신기의 동작을 간략하게 살펴보면 다음과 같다.

상기 OFDM 방식의 송신기에서 입력 데이터는 스크램블러(scrambler), 부호화기(coder), 인터리버(interleaver)를 거쳐서 부 반송파로 변조된다. 이때, 상기 송신기는 다양한 가변 전송률을 제공하게 되는데, 상기 데이터 전송률(data rate)에 따라서 각기 다른 부호화율(coding rate), 인터리빙 크기 및 변조방식을 갖게 된다. 통상적으로 상기 부호화율은 1/2, 3/4 등의 부호화율을 사용하고, 연립 오류(burst error)를 막기 위한 인터리버의 크기는 OFDM 심벌당 부호화된 비트 수(NCBPS)에 따라 결정된다. 상기 변조방식은 데이터 전송률에 따라 QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM 등을 사용한다. 한편, 상기한 구성들에 의해 소정 개수의 부 반송파들로 변조된 신호는 소정 개수의 파일럿(pilot)들이 더해지고, 이는 IFFT 블록을 통과하여 하나의 OFDM 심벌을 생성한다. 여기에 다중 경로(multi-path) 채널 환경에서의 심벌간 간섭을 제거하기 위한 보호구간(guard interval)을 삽입한 뒤 심벌 파형 생성기를 통과하여 최종적으로 무선 주파수(RF)부로 입력되어 채널로 전송하게 된다.

상기에서 설명한 바와 같은 송신기에 대응하는 수신기에서는 상기 송신기에서 수행한 과정에 대한 역 과정이 일어나며 동기화 과정이 첨가된다. 먼저, 수신된 OFDM 심벌에 대해서 정해진 훈련심벌(training symbol)을 이용하여 주파수 오프셋 및 심벌 오프셋을 추정하는 과정이 선행되어야 한다. 그 뒤에 보호구간을 제거한 데이터 심벌이 FFT 블록을 통과하여 소정 개수의 파일럿들이 더해진 소정 개수의 부 반송파들로 복원된다. 또한, 실제 무선 채널상에서의 경로 지연 현상을 극복하기 위해 등화기는 수신된 채널 신호에 대한 채널 상태를 추정하여 수신된 채널 신호로부터 실제 무선 채널상에서의 신호 왜곡을 제거한다. 상기 등화기를 통과하여 채널 추정된 데이터는 비트열로 변환되어 디인터리버(de-interleaver)를 통과한 다음, 에러 정정을 위한 부호화기와 디스크램블러(de-scrambler)를 거쳐서 최종 데이터로 출력된다.

상기에서 설명한 바와 같은 OFDM 방식은 주파수 선택적 페이딩에 강한 특성을 가지고 있지만, 그 성능에는 한계가 있다. 이러한 성능의 한계를 극복하기 위해 제안된 성능 개선 장치들 중 크게 주목을 받고 있는 것이 다중 안테나를 사용하는 직교주파수다중화 방식 이동통신시스템이다. 그러나, 일반적으로 무선 데이터 서비스를 받는 수신기는 부피 및 전력 문제에 있어서 제한을 받게 되므로, 상기 수신기에 상기 다중 안테나를 구비하도록 하는 것은 구현상의 문제가 있다. 이러한 이유로, 보다 유리한 환경을 가진 송신기에 여러 개의 전송 안테나들을 구비함으로써 상기 수신기의 복잡도를 감소시키면서 페이딩 현상으로 인한 성능 열화를 개선시킬 수 있는 전송 다이버시티 기술이 개발되었다.

현재까지 개발된 많은 전송 다이버시티(Tx diversity) 기술들 중에 시공간 블록 코딩 전송 다이버시티(STTD: Space Time block coding based Transmit Diversity, 이하 'STTD'라 칭하기로 함) 기술은 비교적 계산량이 작고, 구현시의 복잡도가 낮은 특징을 가지고 있다. 더불어, 상기 OFDM 방식은 상기 STTD 기술을 적용하기에 가장 적합한 통신방식으로서, 다중 경로 현상을 극복함과 동시에 주파수 대역을 최소한으로 희생하면서도 많은 양의 정보를 빠르게 전송시킬 수 있게 된다.

그러면 여기서 도 1을 참조하여 직교 주파수 분할 다중화 방식을 사용하는 이동 통신 시스템의 송신기 구조를 설명하기로 한다.

상기 도 1은 통상적인 직교주파수분할다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기 구조를 도시한 도면이다. 상기 도 1에서 보이고 있는 송신기의 구조는 상기 시공간 블록 부호화 기술을 적용한 OFDM 방식의 이동통신시스템에서의 송신기 구조이다.

상기 도 1을 참조하면, 송신기에서 입력 데이터는 소정 부호화율에 의해 부호화되고, 상기 부호화에 의해 출력되는 부호화 비트들이 인터리빙된 후 데이터(110)는 변조부(120)로 제공된다. 상기 부호화 방식으로는 다양한 방식들이 제안되고 있으나 오류 정정 부호인 터보 부호(turbo code)를 이용하여 부호화하는 방식이 대표적으로 사용된다. 이때, 상기 부호화율로는 1/2 및 3/4 등의 부호화율이 사용된다. 상기 변조부(120)는 소정 변조방식에 의해 상기 입력 데이터(110)를 변조하여 변조 심벌들을 출력한다. 여기서, 상기 변조방식으로는 8PSK, 16QAM, 64QAM, QPSK 등이 있으며, 상기 각각의 변조방식은 고유의 심벌 매핑 방식에 의해 변조 동작을 수행한다. 상기 도 1에서는 변조방식으로 QPSK와 QAM을 사용하는 경우를 가정한 것이다. 상기 변조부(120)로부터 출력되는 변조 심벌들은 시공간 블록 부호 부호화기(130)로 제공된다.

상기 시공간 블록 부호 부호화기(130)는 상기 변조 심벌들을 시공간 블록 부호에 매핑시켜 시공간 블록 부호에 의해 부호화된 변조 심벌들을 출력한다. 상기 시공간 블록 부호 부호화기(130)에서 출력된 신호는 전송 다이버시티를 위한 두 개의 경로로 출력된다. 상기 시공간 블록 부호 부호화기(130)로부터의 출력 신호 각각은 제1IFFT부(140)와 제2IFFT부(150)로 제공된다. 상기 제1 및 제2IFFT부(140,150)는 상기 시공간 블록 부호에 의해 부호화된 부반송파들에 대해 IFFT를 수행하여 OFDM 심벌을 출력한다. 상기 제1 및 제2IFFT부(140,150)로부터 출력되는 OFDM 심벌들은 각각 대응하는 제1 및 제2보호구간 삽입부(160,170)로 제공된다. 상기 제1보호구간 삽입부(160) 및 제2 보호구간 삽입부(170)는 상기 OFDM 심벌들 각각에 대해 보호구간(guard interval)을 삽입한다. 통상적으로 상기 OFDM 심벌의 전송은 블록 단위로 처리가 이루어지나 상기 OFDM 심벌이 다중 경로 채널을 통해 전송되는 동안 이전 심벌에 의한 영향을 받게 된다. 이러한 OFDM 심벌들간 간섭을 방지하기 위해 연속된 블록들 사이에 상기 보호구간을 삽입하는 것이다. 상기 제1 및 제2보호구간 삽입부(160,170)로부터 보호구간이 삽입된 OFDM 심벌들은 제1 및 제2RF부(180, 190)를 통해 제1안테나(ANT1) 및 제2안테나(ANT2)를 통해 다중 경로 채널로 전송된다.

상기 도 1에서는 직교 주파수 분할 다중화 방식을 사용하는 이동 통신 시스템의 송신기 구조를 설명하였으며, 다음으로 도 2를 참조하여 상기 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 설명하기로 한다.

상기 도 2는 통상적인 직교주파수분할다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 수신기 구조를 도시한 도면이다. 상기 도 2에 도시한 수신기 구조는 상기 시공간 블록 부호화 기술을 적용한 OFDM 방식을 사용하는 이동통신시스템에서의 수신기 구조로서, 상기 도 1의 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조이다.

상기 도 2를 참조하면, 송신기로부터 다중 경로 채널을 통해 전송된 신호는 제1안테나(ANT1) 및 제2안테나(ANT2)를 통해 제1 및 제2RF부(210,220)로 수신된다. 상기 제1 및 제2RF부(210,220)로부터 중간 주파수(IF: Intermediate Frequency) 대역으로 다운 컨버전된 수신신호는 제1 및 제2보호구간 제거부(230,240)로 제공되어 OFDM 심벌에 삽입되어 있는 보호구간이 제거된다. 상기 보호구간이 제거된 OFDM 심벌은 대응하는 제1 및 제2FFT부(250,260)로 제공되어 FFT 과정을 거쳐 시공간 블록 부호에 의해 부호화된 심벌이 출력된다. 상기 시공간 블록 부호에 의해 부호화된 심벌은 시공간 블록 부호 복호화기(270)로 제공되어 시공간 블록 부호에 의한 복호화가 이루어진다. 상기 시공간 블록 부호에 의해 복호화된 변조 심벌들은 복조부(280)로 제공된다. 상기 복조부(280)는 상기 송신기에서 적용한 소정 변조방식에 상응하는 복조 방식으로 상기 복호화된 변조 심벌들을 복조하여 부호화 비트들을 출력하며, 상기 부호화 비트들은 디인터리빙 및 복호화 과정을 통해 원래의 데이터(290)로 출력된다. 여기서, 상기 복조부(280)는 상기 송신기의 변조부(120)에서 적용한 변조 방식이 QPSK 및 QAM 방식이므로 복조 방식역시 상기 QPSK 및 QAM 방식에 상응하도록 설정한다.

상기 도 1과 상기 도 2에서 보이고 있는 송신기와 수신기의 구조에서는 전송 다이버시티 기술을 적용함에 있어 두 개의 안테나들을 사용하고 있으나 두 개 이상의 안테나들을 사용하여 구현할 수 있음은 자명할 것이다.

상기 OFDM 방식의 이동통신시스템에서 N개의 부 반송파를 사용한다면 상기 도 2에서 보이고 있는 수신기에서 FFT부(250,260)를 거친 신호는 하기 <수학식 1> 과 같이 표현할 수 있다.

수학식 1

$$r(k)=H(k)X(k)+n(k), 0 \leq k \leq N-1$$

상기 <수학식 1>을 다시 행렬식으로 나타내면, 하기 <수학식 2>와 같다.

수학식 2

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{n}$$

여기서, \mathbf{r} 은 $N \times 1$ 수신 심벌 벡터(vector), \mathbf{x} 는 $N \times 1$ 전송 심벌 벡터, \mathbf{n} 은 $N \times 1$ 잡음 벡터를 각각 나타내고, \mathbf{H} 는 채널의 주파수 응답을 나타내는 $N \times N$ 대각 행렬이다.

(1) 수신기의 안테나가 1개일 경우

수신기에서 2개의 전송 안테나에 대한 시공간 블록 부호에 의해 전송된 신호가 수신기에서 1개의 안테나를 통해 수신되는 경우, 상기 2개의 안테나를 통해 수신된 신호의 벡터를 구하면 하기 <수학식 3>과 같다.

수학식 3

$$\bar{\mathbf{r}} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ H_2^* & -H_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{H}} \cdot \bar{\mathbf{X}} + \bar{\mathbf{n}}$$

상기 수학식 3에서, 위 첨자로 표현된 '*'는 각 행렬 성분들을 복소 공액(complex conjugate)시키는 연산자이다. 그리고, H_1 , H_2 는 채널 각각의 주파수 응답이고, x_1 , x_2 는 전송 심벌 각각의 벡터이다. 따라서, 복호된 신호는 시공간 블록 부호의 직교성에 의하여 채널 행렬 $\bar{\mathbf{H}}$ 의 허미시안(hermitian)을 곱하여 하기 <수학식 4>와 같이 얻어진다.

수학식 4

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{X}} &= \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{r}} = \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{X}} + \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{n}} \\ &= \begin{bmatrix} |H_1(0)|^2 + |H_2(0)|^2 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & |H_1(N-1)|^2 + |H_2(N-1)|^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & |H_1(0)|^2 + |H_2(0)|^2 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & |H_1(N-1)|^2 + |H_2(N-1)|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \\ &\quad + \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{n}} \end{aligned}$$

따라서, 상기 시공간 블록 부호의 복호과정을 거친 후의 수신 신호는 각 채널들의 전력 합이 곱해진 형태로 얻어지므로 2차의 다이버시티 이득을 얻게 된다.

(2) 수신 안테나의 개수가 N_R 개일 경우

수신기의 안테나가 1개 이상일 경우에는 상기 안테나들 각각을 통해 수신되는 수신신호들을 시공간 블록 부호의 복호 방법으로 복호한 후 상기 안테나들 각각으로부터 복호된 신호들을 가산하게 된다. 이는 하기 <수학식 5>로 표현될 수 있다.

수학식 5

$$\begin{aligned}\widetilde{\mathbf{X}} &= \sum_{m=1}^{N_R} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1m} & \mathbf{H}_{2m} \\ \mathbf{H}_{2m}^* & -\mathbf{H}_{1m}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{1m} \\ \mathbf{r}_{2m}^* \end{bmatrix} \\ &= \sum_{m=1}^{N_R} \overline{\mathbf{H}}_m^H \overline{\mathbf{H}}_m \overline{\mathbf{X}} + \overline{\mathbf{H}}_m^H \overline{\mathbf{n}}_m\end{aligned}$$

상기 수학식 5에서 \mathbf{H}_{1m} 은 첫 번째 수신안테나와 m 번째 수신안테나 사이의 채널 주파수 응답을 나타내며, \mathbf{H}_{2m} 은 두 번째 수신안테나와 m 번째 수신안테나 사이의 채널 주파수 응답을 나타낸다. 따라서, N_R 개의 수신안테나들을 가지는 경우 시공간 블록 부호의 복호과정을 거친 후의 수신신호는 $2N_R$ 의 다이버시티 이득을 얻게 된다.

상기에서 설명한 바와 같이 OFDM 방식을 사용하는 이동통신시스템은 무선 채널에 의한 심벌들간의 간섭을 극복하도록 만들어진 이동통신시스템이다. 하지만 다른 방법 없이 무선 채널의 다중 경로 현상에 의한 신호 감쇠 효과에는 그리 강하지 못하다. 이러한 페이딩 채널에 의한 성능 저하를 개선하기 위해 STTD 기술을 적용한 OFDM 이동통신시스템이 제안되었다. 상기 제안된 이동통신시스템은 송신기에서 여러 개의 안테나들을 사용함으로써 시스템 구현 시 수신기의 복잡도를 현저히 줄일 수 있는 장점이 있다. 하지만, 상기 STTD 기술을 적용한 OFDM 방식의 이동통신시스템의 성능은 송신안테나의 수에 따라 성능의 제약을 받는다. 즉, 상기 STTD 기술을 적용한 OFDM 방식의 이동통신시스템은 송신안테나의 수에 의해 성능이 결정되기 때문에 시스템의 성능을 높이기 위해서는 송신안테나의 수를 증가시키는 것이 불가피하다. 예컨대, 시스템의 성능을 향상시키기 위해 송신안테나의 수를 3개 이상으로 증가시키면, 그 성능에 있어 송신안테나의 수가 2개 일 때 보다 크게 증가한다. 하지만, 상기 STTD 기술을 적용한 OFDM 방식의 이동통신시스템에서는 일반적으로 전송 안테나의 수에 비례하여 계산량이 크게 증가하게 되며, 전송률의 감소 또한 일어난다. 그러므로 상기 STTD 기술을 적용한 OFDM 방식의 이동통신시스템의 경우, 성능 향상을 위해 송신안테나의 수를 3개 이상으로 증가시키는 것에는 시스템의 복잡도 및 전송률의 측면에서 문제점이 발생할 수 있다.

반영이 이루어져 하는 기술적 과제

따라서, 상기한 바와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 목적은 직교주파수분할다중화 방식을 이용하여 시공간 블록 부호의 다중 경로 페이딩 현상에 대한 왜곡을 극복하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 주파수 다이버시티를 효율적으로 이용할 수 있는 시공간-주파수 블록 부호화/복호화 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 두 개의 송신안테나들과 하나의 수신안테나만을 사용하여 4차의 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 시공간 블록 부호를 적용한 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템에서 모든 처리 과정이 선형 연산으로 이루어진 장치 및 방법을 제공함에 있다.

전술한 바와 같은 목적들을 달성하기 위한 제1견지에 따른 본 발명은, 입력 되는 데이터를 제1개수의 부반송파들을 가지고 직교 주파수 분할 다중화 심벌로 변조하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 서로 다른 두 개의 안테나들을 사용하여 전송하며, 상기 안테나들에서 전송되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들 각각이 제2개수의 다중 경로를 가지는 채널을 통해 전송되는, 직교 주파수 분할 다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 부호화 장치에 있어서, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 입력하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 최초로 상기 제1개수와 제2개수를 가지고 결정한 순환 회전량에 의해 회전시켜 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 생성하며, 이후에는 수신기로부터 피드백되는 순환 회전량에 의해 회전시켜 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 생성하는 복사본 발생기와, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌과 상기 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 시공간 블록 부호에 의해 부호화하고, 상기 시공간 블록 부호화된 심벌들 각각이 상기 서로 다른 두 개의 안테나들을 통해 전송되도록 출력하는 시공간 블록 부호 부호화기를 포함함을 특징으로 한다.

전술한 바와 같은 목적들을 달성하기 위한 제2견지에 따른 본 발명은, 입력되는 데이터를 제1개수의 부반송파들을 가지고 직교 주파수 분할 다중화 심벌로 변조하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 서로 다른 두 개의 안테나들을 사용하여 전송하며, 상기 안테나들에서 전송되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들 각각이 제2개수의 다중 경로를 가지는 채널을 통해 전송되는, 직교주파수분할 다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 부호화 방법에 있어서, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 입력하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 최초로 상기 제1개수와 제2개수를 가지고 결정한 순환 회전량에 의해 회전시켜 복사본 직교 주파수 분할

다중화 심벌을 생성하며, 이후에는 수신기로부터 피드백되는 순환회전량에 의해 회전시켜 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 생성하는 과정과, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌과 상기 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 시공간 블록 부호에 의해 부호화하고, 상기 시공간 블록 부호화된 심벌들 각각이 상기 서로 다른 두 개의 안테나들을 통해 전송되도록 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

전술한 바와 같은 목적들을 달성하기 위한 제3견지에 따른 본 발명은, 입력되는 데이터를 제1개수의 부반송파들을 가지고 직교 주파수 분할 다중화 심벌로 변조하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 서로 다른 두 개의 안테나들을 사용하여 전송하며, 상기 안테나들에서 전송되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들 각각이 제2개수의 다중 경로를 가지는 채널을 통해 전송되는, 직교 주파수 분할 다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 수신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 복호화 장치에 있어서, 상기 서로 다른 두 개의 안테나들 각각을 통해 수신되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들을 상기 제1개수의 부반송파들에 대해 고속 푸리에 변환한 후 시공간 블록 부호에 의해 복호화하는 시공간 블록 부호 복호화기와, 상기 시공간 블록 부호 복호화된 두 개의 직교 주파수 분할 다중화 심벌들을 입력하고, 상기 두 개의 시공간 블록 부호 복호화된 심벌들의 상기 제1개수의 부반송파들간 상관도들을 검출하는 전송 채널 상관도 검출기와, 최초에는 상기 제1개수와 제2개수를 가지고 순환 회전량을 결정하고, 이후에는 상기 검출한 부반송파들간 상관도들중 첫 번째 부반송파와 최소 상관도를 가지는 부반송파 위치를 순환 회전량으로 결정하여 송신기로 피드백하는 순환회전량 결정기와, 상기 시공간 블록 부호화된 심벌들중 한 심벌에 대해 상기 결정된 순환 회전량을 가지고 역회전시킨 후 나머지 한 시공간 블록 부호화된 심벌을 가산하여 미리 설정되어 있는 복조방식에 의해 복조하기 위한 변조심벌로 출력하는 주파수 다이버시티 결합기를 포함함을 특징으로 한다.

전술한 바와 같은 목적들을 달성하기 위한 제4견지에 따른 본 발명은, 입력되는 데이터를 제1개수의 부반송파들을 가지고 직교 주파수 분할 다중화 심벌로 변조하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 서로 다른 두 개의 안테나들을 사용하여 전송하며, 상기 안테나들에서 전송되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들 각각이 제2개수의 다중 경로를 가지는 채널을 통해 전송되는, 직교 주파수 분할 다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 수신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 복호화 방법에 있어서, 상기 서로 다른 두 개의 안테나들 각각을 통해 수신되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들을 상기 제1개수의 부반송파들에 대해 고속 푸리에 변환한 후 시공간 블록 부호에 의해 복호화하는 과정과, 상기 시공간 블록 부호 복호화된 두 개의 직교 주파수 분할 다중화 심벌들을 입력하고, 상기 두 개의 시공간 블록 부호 복호화된 심벌들의 상기 제1개수의 부반송파들간 상관도들을 검출하는 과정과, 최초에는 상기 제1개수와 제2개수를 가지고 순환 회전량을 결정하고, 이후에는 상기 검출한 부반송파들간 상관도들중 첫 번째 부반송파와 최소 상관도를 가지는 부반송파 위치를 순환 회전량으로 결정하여 송신기로 피드백하는 과정과, 상기 시공간 블록 부호화된 심벌들중 한 심벌에 대해 상기 결정된 순환 회전량을 가지고 역회전시킨 후 나머지 한 시공간 블록 부호화된 심벌을 가산하여 미리 설정되어 있는 복조방식에 의해 복조하기 위한 변조심벌로 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

발명의 구성 및 작용

이하 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명하면 다음과 같다.

우선, 본 발명에서는 두 개의 전송 안테나를 사용하는 OFDM 방식 이동 통신 시스템에서 STTD 기술을 사용하여 데이터를 부호화 및 복호화하는 장치를 제안한다. 상기 STTD 기술은 공간 다이버시티 이득과 주파수 다이버시티 이득을 동시에 얻게 함으로써 두 개의 전송 안테나들만으로 네 개의 전송 안테나들을 사용한 경우와 동일한 성능을 낼 수 있도록 한다. 상기 STTD 기술을 사용하는 부호화기는 크게 두 부분으로 나뉜다.

먼저, 상기 부호화기에서는 주파수 다이버시티를 얻기 위해 N개의 부반송파들로 이루어진 하나의 직교주파수분할다중화 심벌을 가지고, N개의 부반송파들로 이루어진 두 개의 심벌을 생성하는 복사본 발생기(Replica Generator)를 거친다. 여기서 상기 두 개의 심벌들 중 하나는 원래 복사본 발생기에 입력된 심벌과 동일하고, 다른 하나는 상기 입력된 심벌을 일정한 만큼 순환 회전시켜 발생시킨 것이다. 본 발명의 실시예에서는 상기 순환 회전시키는 정도를 순환

$$d = \left\lfloor \frac{N}{L} \right\rfloor \cdot \left\lfloor \frac{L}{2} \right\rfloor$$

회전량 'd'이라고 정의하기로 하며, 상기 순환 회전량 d는 통계적 특성을 바탕으로 구해진 것으로 이다. 그리고, 본 발명의 또 다른 실시예에서는 수신기에서 전송 채널들의 상호상관도를 구하여 상호 상관도 값이 최소가 되는 부반송파의 위치를 상기 수신기에 상용하는 송신기의 순환 회전량 d로 설정한다. 여기서, 상기 수신기에서 전송 채널들의 상호상관도를 가지고서 순환 회전량 d를 설정하는 과정은 하기에서 설명할 것이므로 그 상세한 설명을 여기서는 생략하기로 한다. 다음으로 공간 다이버시티를 얻기 위해 복사본 발생기를 통해 만들어진 두 개의 심벌들을 시공간 블록 부호에 맵핑시킨다.

이렇게 전송된 신호는 수신기에서 상기 송신기에서의 역 과정을 통해 복호가 이루어진다. 상기 시공간-주파수 블록 부호의 복호화기 또한 크게 두 개의 부분으로 나눌 수 있다.

먼저, 무선상에서 수신된 신호를 가지고 시공간 블록 부호의 복호화기를 통과하여 일차 복호화 과정을 수행한다. 상기 일차 복호화 과정을 거친 신호는 두 개의 심벌들로 출력된다. 상기 출력된 두 개의 심벌들은 상기 송신기의 복사본 발생기에서 출력된 심벌들에 해당하는 것들이다. 그러므로 다시 두 심벌들 중 상기 송신기에서 순환회전 시킨 전송 심벌에 해당하는 수신 심벌을 다시 상기 송신기에서의 순환 회전량 d 만큼 역 순환 회전시킨다. 그런 후, 상기 역 순환 회전된 심벌과 다른 하나의 심벌을 가산한다. 이렇게 결합된 심벌을 채널 정보를 이용하여 가장 거리가 가까운 신호로 결정함으로써 복호 과정이 종료된다.

상기에서 설명한 송신과정과 수신과정을 거침으로써 시공간-주파수 블록부호는 2차의 공간 다이버시티 이득과 2차의 주파수 다이버시티 이득을 얻게 된다. 뿐만 아니라 부호화 및 복호화 과정이 모두 선형 처리만으로 이루어지므로 간단한 연산만이 요구된다. 또한, 수신기에서 전송 채널들의 상호 상관도를 구하여 상기 상호 상관도가 최소값이 되는 부반송파 위치를 순환 회전량 d 로 설정하여 상기 수신기에 해당하는 송신기로 피드백(feedback)시킬 경우에도 이와 마찬가지로 상기 시공간-주파수 블록 부호에 대한 2차 공간 다이버시티 이득과 2차 주파수 다이버시티 이득을 얻게 된다. 상기 상호상관도를 가지고 순환 회전량 d 를 결정하는 것은 하기에서 설명할 것이므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 뿐만 아니라 상기 부호화 및 복호화 과정이 모두 선형 처리만으로 이루어지므로 간단한 연산만이 요구된다.

1. OFDM 시스템에서의 채널의 공분산 행렬

L 개의 다중 경로를 가지는 주파수 선택적 페이딩 채널의 임펄스 응답(impulse response)은 L 개의 탭(tap)을 가지는 FIR(Finite Impulse Response) 필터로 모델링 된다. 이는 하기 <수학식 6>으로 표현될 수 있다.

$$\text{수학식 6} \\ g(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h(i) \delta(t - \tau_i)$$

상기 수학식 6에서 $h(i)$ 는 i 번째 경로에서의 채널 임펄스 응답의 감쇠 계수이고, τ_i 는 i 번째 경로에서의 지연시간(delay time)을 나타낸다. 채널이 상기 FIR 필터로 모델링되므로 상기 τ_i 는 샘플(sample) 간격과 동일하다. 다중 안테나를 사용하는 시스템에서의 각 채널 계수, $h(i)$ 들은 영 평균을 가지는 독립 복소 가우시안 랜덤 변수로 모델링한다. 따라서 각 채널 탭들의 진폭은 레일리 분포 혹은 라이시안 분포를 이루고 위상은 균일 분포를 이루게 된다. 또한 채널의 전력 지연 프로파일(power delay profile)이 균일하거나 혹은 지수함수의 분포를 갖는다고 가정할 수 있다.

상기 채널의 전력 지연 프로파일(power delay profile)이 균일하다면, OFDM 방식을 사용하는 이동통신시스템의 특성으로 인해 수신기에서의 FFT를 거친 OFDM 심벌의 k 번째 부 반송파에 해당하는 채널의 주파수 응답은 하기 <수학식 7>과 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{수학식 7} \\ H(k) = \sum_{i=0}^{L-1} h(i) e^{-j2\pi k i / N}, \quad 0 \leq k \leq N-1$$

상기 수학식 7에서 N 은 OFDM 심벌의 전체 부 반송파들의 개수이다. 채널의 공분산 행렬을 구하기 위해서 k 번째 부 반송파에 해당하는 채널의 주파수 응답과 $(k + \Delta k)$ 번째 부 반송파에 해당하는 채널의 주파수 응답과의 상관 값은 하기 <수학식 8>과 같이 구해진다.

수학식 8

$$\begin{aligned} \rho_{\Delta k} &= E [H(k)H^*(k+\Delta k)] \\ &= E \left[\left(\sum_{i=0}^{L-1} h(i)e^{-j2\pi ki/N} \right) \cdot \left(\sum_{l=0}^{L-1} h(l)e^{-j2\pi (k+\Delta k)l/N} \right)^* \right] \\ &= E \left[\sum_{i=0}^{L-1} h(i)h^*(i)e^{j2\pi \Delta ki/N} \right] \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \sigma_i^2 e^{j2\pi \Delta ki/N} \end{aligned}$$

상기 수학식 8에서 각 채널 탭의 계수들이 상호 상관하지 않는 특성을 수학식 전개에 사용하였다. 상기 수학식 8에서 σ_i^2 은 i 번째 채널 탭 계수의 분산으로 채널의 i 번째 경로의 전력과 같다. 채널의 전력 지연 프로파일이 균일하기 때문에 $\sigma_i^2 = 1/L$ 이고, σ_i^2 은 경로들마다 서로 독립적이다. 그러므로, 상기 수학식 8은 하기 <수학식 9>로 유도된다.

수학식 9

$$\begin{aligned} \rho_{\Delta k} &= \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} e^{j2\pi \Delta ki/N} \\ &= \frac{1}{L} \frac{1 - e^{j2\pi \Delta kL/N}}{1 - e^{j2\pi \Delta k/N}} \\ &= \frac{1}{L} \frac{\sin\left(\frac{\pi \Delta kL}{N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi \Delta k}{N}\right)} e^{j\pi \Delta k(L-1)/N} \end{aligned}$$

상기 수학식 9에서 채널 벡터 H를 하기 <수학식 10>과 같이 정의하기로 한다.

수학식 10

$$H = [H(0) H(1) \cdots H(N-1)]^T$$

따라서, 전체 공분산 행렬 C_H 는 하기 <수학식 11>과 같이 구해진다.

수학식 11

$$\begin{aligned} C_H &= E [H H^H] \\ &= \begin{bmatrix} \rho_0 & \rho_1 & \cdots & \rho_{N-1} \\ \rho_{-1} & \rho_0 & \cdots & \rho_{N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{-N+1} & \rho_{-N+2} & \cdots & \rho_0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

상기 수학식 11의 행렬에서 상기 $\rho_{\Delta k}$ 는 상기 수학식 4에 의해 다음과 같은 특성들을 가진다.

제1특성 : $\rho_{-\Delta k} = \rho_{\Delta k}^*$

제2특성 : $|\rho_{-\Delta k}| = |\rho_{\Delta k}|$

제3특성 : $\rho_{-\Delta k} = \rho_{N-\Delta k}$

상기와 같은 제1특성 내지 제3특성에 의해 상기 전체 공분산 행렬 C_H 는 순환 Hermit 행렬로 표현된다.

한편, 상기 설명에서는 채널들 각각의 전력 지연 프로파일(power delay profile)이 균일한 경우를 가정하여 설명하였으나, 상기 채널들 각각의 전력 지연 프로파일이 동일하지 않은 경우에는 시뮬레이션(simulation) 검증에 의해 채널의 공분산이 순환되지는 않지만 상호상관이 가장 작은 점을 기준으로 행렬을 구성해보면 상기와 같은 부 반송파의 순환 특성을 만족한다.

2. 최대 주파수 다이버시티를 얻기 위한 최적의 부 반송파 선택

다이버시티의 기본적인 개념은 같은 정보를 가지는 신호의 복사본(replica)들을 독립적인 페이딩 채널을 거쳐 수신기에서 수신할 수 있도록 하는 것이다. 따라서, OFDM 방식을 사용하는 이동통신시스템에서 주파수 다이버시티를 얻기 위해서는 같은 신호를 서로 다른 부 반송파로 전송하면 된다. 하지만, 다이버시티로 인한 이득을 최대한 얻기 위해서는 각각의 복사본(replica)들이 독립적인 페이딩 채널을 통과해서 수신되어야 한다. 따라서, 상기 OFDM 방식을 사용하는 이동통신시스템에서 주파수 다이버시티 이득을 최대한으로 획득하기 위해서는 상기 복사본(replica)들을 서로 비상관성을 가지는 부 반송파를 검색하여, 상기 검색한 부 반송파를 통해 신호를 전송하여야만 한다.

또한, 상기 복소 가우시안 랜덤 변수는 FFT를 거치더라도 그 특성이 변하지 않는다. 그 이유는 상기 FFT가 선형 함수이기 때문이다. 그러므로 채널의 주파수 응답인 $H(k)$ 는 영 평균과 단일 분산을 가지는 복소 가우시안 랜덤 변수로 모델링된다. 따라서, 가우시안 분포의 특성으로 인해 두 개의 가우시안 랜덤 변수가 비상관성을 가지면 상기 두 랜덤 변수는 독립적이다. 그러므로, k_1 번째 부 반송파에 대한 채널 $H(k)$ 에 대해 상관성이 없는 k_2 번째 부 반송파에 대한 채널 $H(k_2)$ 를 찾으면 상기 두 채널은 서로 독립적이다.

임의의 k_1 번째 부 반송파에 대한 채널 $H(k_1)$ 과 임의의 k_2 번째 부 반송파에 대한 채널 $H(k_2)$ 의 상관값은 하기 <수학식 12>와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \text{수학식 12} \\ \rho_{k_1, k_2} &= E [H(k_1)H^*(k_2)] \\ &= \frac{1}{L} \frac{\sin\left(\frac{\pi(k_2 - k_1)L}{N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi(k_2 - k_1)}{N}\right)} e^{j\pi(k_2 - k_1)(L-1)/N} \end{aligned}$$

상기 수학식 12에서 상호간에 상관성이 없으려면, $\rho_{k_1, k_2} = 0$ 인 조건을 만족해야 한다. 그러므로 상기 조건을 만족하기 위해서는 상기 수학식 12는 하기 <수학식 13>의 조건을 만족하면 된다.

$$\begin{aligned} \text{수학식 13} \\ \sin\left(\frac{\pi \Delta k_{12} L}{N}\right) &= 0 \end{aligned}$$

상기 수학식 13에서 $\Delta k_{12} = k_2 - k_1$ 이다. 단, 상기 <수학식 13>에서 $\Delta k_{12} \neq 0$ 이어야 한다. 상기 <수학식 13>에 나타난 바와 같이 결국 서로 독립적인 채널은 두 개의 부 반송파들간의 거리의 함수로 유도된다. 그러므로, 상기 <수학식 13>의 일반적인 해는 하기 <수학식 14>로 표현된다.

$$\text{수학식 14} \\ \Delta k_{12} = \frac{mN}{L}$$

상기 수학식 14에서 m은 0이 아닌 정수이다. 하지만, 상기 <수학식 13>에서 나타난 바와 같이 Δk_{12} 의 제한이 있으므로, 상기 m에도 역시 제한이 있게 된다. 그러나, 일반성을 잃지 않으면서도 $k_1 = 0$ 으로 설정하는 것이 가능하다. 그러면, $1 \leq \Delta k_{12} \leq N-1$ 이므로, 하기 <수학식 15>로 표현될 수 있다.

$$\text{수학식 15} \\ \frac{L}{N} \pi \leq \frac{\pi \Delta k_{12} L}{N} \leq L\pi - \frac{L}{N} \pi$$

상기 <수학식 15>를 상기 <수학식 14>에 적용하여 정리하면 하기 <수학식 16>으로 표현된다.

$$\text{수학식 16} \\ \frac{L}{N} \leq m \leq L - \frac{L}{N}$$

상기 수학식 16에서 m이 정수이고, L과 N이 자연수이므로, 상기 m은 $1 \leq m \leq L-1$, 단, m은 정수'의 범위를 가진다.

따라서, 0 번째 부 반송파에 대해 상관성이 없는 부 반송파의 개수는 L-1개이다. 그러므로, 0 번째 부 반송파를 포함해서 서로 독립적인 부 반송파 채널은 L개가 된다. 전술한 채널의 공분산 행렬의 제3특성에 의해, L개의 경로를 가지는 채널에서 임의의 k 번째 부 반송파와 서로 독립적인 부 반송파의 개수는 L개가 된다.

3. 두 개의 전송 안테나를 사용할 경우 최대 주파수 다이버시티를 얻는 시공간-주파수 블록 부호

본 발명의 실시 예에 따른 시공간-주파수 블록 부호를 제안하는데 있어서 고려해야 할 사항들은 다음과 같다.

첫 번째로, 최대 주파수 및 공간 다이버시티 이득

두 번째로, 모든 부반송파들에 대해 최대한의 거리 유지

세 번째로, 채널의 상관성에 강한 특성

상기 첫 번째 고려해야 할 사항인 최대 주파수 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 OFDM 방식을 사용하는 이동통신 시스템에서 복사본(replica)들을 서로 상관성이 없는 부 반송파를 찾아서 그 반송파에 상기 복사본들을 전송하여야 한다.

도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 0 번째 부반송파에 대한 부반송파들간의 상관성을 도시한 도면으로서, 특히 L=4이고, N=64일 때 채널들이 동일한 전력 지연 프로파일을 가졌을 경우에 0 번째 부 반송파에 대한 각 부 반송파들간의 상

관성의 크기 성분을 나타낸 그래프를 도시한 도면이다.

상기 도 9에 도시한 바와 같이 부반송파 인덱스가 중앙값을 가질수록 상관성이 적어진다는 것을 알 수 있다. 한편, 상관성의 크기 성분만을 본다면, 전술한 채널의 공분산 행렬의 제2특성에 의해 대칭의 모양을 하고 있다. 그러므로 전술한 세 번째 고려해야할 사항인 채널의 상관성에 강한 특성을 가지도록 하기 위해서는 심벌의 복사본을 상관성이 적은 가운데 쪽, 즉 가운데 부반송파로 전송하여야 할 것이다. 또한 채널의 공분산 행렬의 세 번째 특성에 의해 채널의 공분산 행렬이 순환 행렬이 되므로, 행렬의 각 행은 첫 행(0번째 부 반송파에 대한 상관성을 나타냄)의 순환 회전된 형태이다. 그러므로 각 부 반송파에 대해 서로 독립적인 채널은 하나씩 서로 순환 회전된 형태로 얻어진다. 따라서, 전술한 세 번째 고려해야할 사항을 만족하기 위한 가장 이상적인 제안은 N/2만큼 부 반송파 위치를 이격시켜 설정하는 것이다. 이렇게 하면 모든 부 반송파들이 공정하게 모두 N/2만큼 떨어지므로 최대 거리를 유지할 수 있다. 따라서, 전술한 고려해야할 사항들 중 두 번째와 세 번째를 만족시키면서 첫 번째를 만족시키는 부 반송파는 상관성이 0이 되는 부 반송파들 중 가장 가운데 부 반송파이다. 그러므로 상관성이 없는 부 반송파는 상기 <수학식 14>에 의해 전체 부 반송파를 L등분하고, Δk 가 정수이므로 전술한 세 가지 고려해야할 사항을 최적의 Δk 는 하기 <수학식 17>과 같다.

$$\text{수학식 17} \\ \Delta k = d = \left\lfloor \frac{N}{L} \right\rfloor \cdot \left\lfloor \frac{L}{2} \right\rfloor$$

전술한 채널의 공분산 행렬의 제3특성에 의해 상관성이 순환 회전하므로, k 번째 부 반송파에 대해 최적의 부 반송파 k'는 하기 <수학식 18>과 같이 구해진다.

$$\text{수학식 18} \\ k' = (k + d) \bmod N$$

상기 수학식 18에서 상기 mod는 모듈로 연산을 나타낸다. 예를 들어, L=4이고, N=8일 때 최대 주파수 다이버시티를 얻을 수 있는 복사본의 위치는 도 10에 도시한 것과 같다.

상기 도 10은 본 발명의 실시 예에 따른 최대 주파수 다이버시티를 얻을 수 있는 복사본의 예를 보이고 있는 도면이다.

상기 도 10을 참조하면, 상기에서 설명한 바와 같이 모든 부반송파들이 N/2만큼씩 이격된 위치의 부반송파에 복사본을 실어 전송한다. 상기 도 10에서 부반송파들의 개수가 8개이기 때문에, 8/2만큼씩 이격된 위치, 즉 4개의 부반송파만큼 이격된 위치의 부반송파 위치에 복사본이 실린다. 즉, 첫 번째 부반송파의 복사본은 다섯 번째 부반송파의 복사본에 실려 전송되며, 두 번째 부반송파의 복사본은 여섯 번째 부반송파의 복사본에 실려 전송되며, 이런식으로 여덟 번째 부반송파의 복사본은 네 번째 부반송파의 복사본에 실려 전송된다.

한편, 상기 도 9에서는 채널들 각각에 대한 전력 지연 프로파일이 일정할 경우에 0번째 부반송파에 대한 부반송파들 간의 상관성을 설명하였으며, 다음으로 도 14를 참조하여 채널들 각각이 전력 지연 프로파일이 일정하지 않을 경우 부반송파들 간의 상관성을 설명하기로 한다.

상기 도 14는 본 발명의 실시 예에 따른 0, 52, 204 번째 부 반송파에 대한 부 반송파들 간의 상관성을 보이고 있는 도면이다.

상기 도 14를 참조하면, 채널들 각각이 전력 지연 프로파일이 일정하지 않기 때문에 최소의 상관성을 가지는 점이 가운데 부반송파가 아님을 알 수 있다. 그 이유는 상기에서 설명한 바와 같이 채널들 각각의 전력 지연 프로파일이 일정하지 않기 때문이며, 0번째 부반송파와 최소의 상관성을 가지는 부 반송파의 위치의 차가 순환회전량이 된다. 그러므로 상기 해당 부반송파와 최소의 상관성을 가지는 부반송파의 위치를 순환회전량 d로 설정하여 송신기측으로 피드백(feedback) 전송하고, 상기 송신기측에서는 상기 수신한 최소의 상관을 가지는 부반송파의 위치를 가지고 설정한 순환회전량 d를 가지고서 복사본(replica) 심벌을 순환 회전시켜서 시공간 주파수 다이버시티 과정을 수행하게 된다.

이하 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명하면 다음과 같다.

(1) 시공간-주파수 블록 부호의 부호화 장치

도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 송신기 구조를 보이고 있는 도면이다.

상기 도 3을 참조하면, 시공간-주파수 블록 부호는 최대 주파수 다이버시티 이득과 함께 최대 공간 다이버시티를 얻기 위해 시공간 블록 부호를 이용한다. 그러므로 두 개의 전송 안테나를 사용하는 시공간-주파수 블록 부호의 부호화 과정은 다음과 같다.

전송하고자 하는 데이터(310)가 입력되면, 상기 입력된 데이터(310)는 변조부(QPSK/QAM 사상기)(312)로 입력되어 N개의 부 반송파들만큼을 버퍼링한 하나의 직교주파수분할다중화 심벌 s 가 출력된다. 상기 변조부(312)로부터 출력되는 직교주파수분할다중화 심벌 s 는 하기 <수학식 19>와 같이 표현된다.

수학식 19

$$s = [s(0) \cdots s(N-1)]^T$$

시공간 블록 부호를 적용하기 앞서, 최대 주파수 다이버시티를 얻기 위해 복사본 발생기(Replica Generator)(314)를 사용하여 두 개의 심벌들을 발생시킨다. 즉, 상기 변조부(312)로부터 출력되는 상기 직교주파수분할다중화 심벌 s 는 상기 복사본 발생기(314)로 입력되고, 상기 복사본 발생기(314)는 서로 다른 두 개의 심벌들을 출력한다. 상기 복사본 발생기(314)로부터 출력되는 두 개의 심벌들 중 하나의 심벌은 원래의 직교주파수분할다중화 심벌 s 그대로를 사용하고, 나머지 하나의 심벌은 상기 <수학식 17>에 의해 순환 회전량 d 를 계산하여 상기 <수학식 18>에 대입함으로써 상기 직교주파수분할다중화 심벌 s 를 순환 회전시킨 것이다. 즉,

$$X_1 = s = [s(0) \cdots s(N-1)]^T,$$

$$X_2 = [s(N-d) \cdots s(N-1) s(0) \cdots s(N-d-1)]^T$$

이 된다. 상기 순환 회전량 d 를 계산하는 과정을 도 7을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 송신기에서 수행하는 제어 흐름을 보이고 있는 도면이다. 상기 도 7을 참조하면, 먼저 710단계에서 상기 송신기는 상기 직교주파수 분할 다중화 심벌 s 에 대한 순환 회전량 d 를 계산한 후 712단계로 진행한다. 상기 712단계에서 상기 송신기는 상기 직교주파수 분할 다중화 심벌 s 를 상기 계산한 순환 회전량 d 만큼 심벌 벡터를 회전시켜 복사본을 생성하고 714단계로 진행한다. 여기서, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌 s 에 대한 순환 회전량 d 를 결정하는 710 단계 및 결정된 순환 회전량 d 를 가지고 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌 s 에 대한 복사본을 생성하는 712단계의 구체적인 동작 과정 및 구성은 도 5에 나타내었다. 한편, 상기 채널들 각각에 대한 전력 지연 프로파일이 일정하지 않을 경우에는 상기 순환 회전량 d 를 상기 710단계에서 결정하는 방식과는 상이한 방식으로, 즉 최소 상관도를 가지는 부반송파의 위치를 기준으로 결정하고 그 결정된 순환 회전량 d 를 송신기로 피드백시키기 위해 상기 순환 회전량 d 를 결정하는 순환 회전량 결정기에 저장하도록 한다. 그래서, 상기 송신기의 복사본 발생기에서 상기 직교 주파수 다중화 심벌 s 는 순환 회전량 d 만큼 순환 회전되어 복사본으로 생성된다.

상기 도 5를 참조하면, 상기 변조기(312)로부터 출력되는 변조 심벌 s 는 버퍼(512)로 입력되어 저장된다. 한편, 상기 버퍼(512)에 저장된 s 는 상기 복사본 발생기(314)의 하나의 출력 X_1 로 상기 시공간 블록 부호 부호화기(316)로 제공된다. 한편, 상기 버퍼(512)에 저장된 s 는 순환 회전기(514)로 제공된다. 상기 순환 회전기(514)는 순환 회전량 결정기(516)에 의해 결정된 순환 회전량 d 에 의해 상기 s 를 순환 회전시켜 상기 복사본 발생기(314)의 두 번째 출력 X_2 로 상기 시공간 블록 부호 부호화기(316)로 제공한다. 상기 도 5에서는 상기 순환 회전량 결정기(516)에 의해 결정된 순환 회전량 d 를 카운터(518)로 제공하고, 상기 카운터(518)에 의해 상기 순환 회전량만큼이 카운트되도록 하는 구성을 제안하고 있다. 하지만, 상기 카운터(518)는 필수 구성이라 할 수는 없을 것이다. 즉, 상기 순환 회전량 결정기(516)에 의해 결정된 순환 회전량이 상기 순환 회전기(514)로 제공되어 상기 버퍼(512)에 저장되어 있는 s 를 순환 회전시켜 출력하도록 구현하는 것이 바람직할 것이다.

이렇게 상기 복사본 발생기(314)를 거쳐 발생된 두 개의 심벌들 X_1 과 X_2 는 상기 시공간 블록 부호 부호화기(316)로 입력되고, 상기 시공간 블록 부호 부호화기(316)는 시공간 블록 부호에 의한 부호화를 수행한다. 상기 시공간 블록 부호로 부호화를 수행하는 과정은 상기 도 7의 714단계에서 수행된다. 상기 복사본 발생기(314)로부터 출력되는 두 개의 심벌들 X_1 과 X_2 에 시공간 블록 부호를 적용하면 하기 <수학식 20>에 보여지고 있는 바와 같이 상기 두 심벌들이 매핑된다.

$$\begin{bmatrix} X_1 & X_2 \\ -X_2^* & X_1^* \end{bmatrix}$$

상기 <수학식 20>에 의해 매핑된 두 심벌들은 OFDM 방식을 사용하는 송신기의 통상적인 구성들을 통해 각 안테나로 보내진다. 즉, 상기 시공간 블록 부호 부호화기(316)로부터 출력되는 두 개의 심벌들은 각각 OFDM 방식을 적용하여 IFFT와 보호구간 삽입이 이루어진 후에 RF부(326, 328)를 통해 각 안테나(ANT1, ANT2)에서 신호가 전송된다.

상기 도 5에서는 채널들 각각이 일정한 전력 지연 프로파일을 가지고 있을 경우 순환 회전량 d 를 결정하여 복사본을 생성하는 복사본 발생기 구조를 설명하였다. 그러나 상기에서 설명한 바와 같이 채널들 각각이 일정한 전력 지연 프로파일을 가지지 않을 경우에는 상기 도 5에서 설명한 방식으로 순환 회전량 d 가 결정되지 않는다. 그래서 상기 채널들 각각이 일정한 전력 지연 프로파일을 가지지 않을 경우 순환 회전량 d 를 피드백하는 구조를 도 12를 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 12는 본 발명의 실시 예에 따른 직교주파수 분할 다중화 방식의 이동통신시스템의 수신기에서 추정된 전송 채널의 최소 상호 상관도값을 송신기로 피드백하는 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

상기 도 12를 참조하면, 송신기(1110)가 직교 주파수 분할 다중화 심벌 s 에 대해 원본과 복사본 두 개의 심벌을 두 개의 안테나들을 통해 전송하면, 수신기(1150)는 상기 두 개의 안테나들을 통해 상기 송신기(1110)에서 전송한 두 개의 심벌들을 수신한다. 상기 수신한 심벌들은 전송 채널 상관도 검출기(1151)로 입력되고, 상기 전송 채널 상관도 검출기(1151)는 상기 수신한 심벌들을 가지고 전송 채널들에 대한 부반송파간 상관도를 검출한다. 여기서, 상기 검출한 부반송파들간 상관도는 순환 회전량 결정기(1153)로 입력되고, 상기 순환 회전량 결정기(1153)는 전송 채널간 0번째 부반송파와 상호 상관도가 최소값인 부반송파 위치를 순환 회전량 d 로 결정한다. 상기 순환 회전량 결정기(1153)는 상기 결정된 순환 회전량 d 를 상기 송신기(1110)로 피드백(feedback)한다.

여기서, 상기 도 12의 수신기(1150)의 동작 과정을 도 13을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 13은 본 발명의 실시 예에 따른 직교 주파수 분할 다중화 방식의 이동통신시스템의 송신기에서 피드백된 상호 상관도에 따른 순환 회전량을 고려하여 수행하는 제어흐름을 도시한 도면이다.

상기 도 13을 참조하면, 먼저 1210단계에서 상기 송신기는 수신기로부터 피드백받은 순환 회전량 d , 즉 전송 채널간 0번째 부반송파와 상호 상관도가 최소값인 부반송파 위치를 가지고 생성한 순환 회전량 d 를 결정하고 1220단계로 진행한다. 상기 1220단계에서 상기 송신기는 상기 결정된 순환 회전량 d 를 가지고서 입력되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌의 심벌 벡터를 순환회전하여 복사본을 생성한 후 1230단계로 진행한다. 상기 1230단계에서 상기 송신기는 상기 원래의 직교 주파수 분할 다중화 심벌과 생성된 복사본을 가지고 시공간 블록 부호화를 수행한 후 1240단계로 진행한다. 상기 1240단계에서 상기 송신기는 상기 시공간 블록 부호화된 두 개의 심벌들을 각각 해당하는 안테나의 IFFT부로 출력하고 종료한다. 여기서, 상기 송신기의 각각의 동작에 따른 구성부들의 동작 역시 상기 도 7에서 설명한 구성부들의 동작과 일치하는데 다만 순환 회전량 d 가 수신기로부터 피드백된 것을 사용한다는 점에서 차별화된다.

(2) 시공간-주파수 블록 부호의 복호 장치

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 수신기 구조를 보이고 있는 도면이다.

상기 도 4를 참조하면, N개의 부 반송파들을 갖는 OFDM 방식의 이동통신시스템의 수신기에서 FFT부(418,420)를 거친 신호는 하기 <수학식 21>과 같이 행렬식으로 표현할 수 있다.

$$\text{수학식 21}$$

$$r = H \cdot X + n$$

여기서, r 은 $N \times 1$ 수신 심벌 벡터, X 는 $N \times 1$ 전송 심벌 벡터, n 은 $N \times 1$ 잡음 벡터를 나타내고, H 는 채널의 주파수 응답을 나타내는 $N \times N$ 대각 행렬이다.

1) 수신안테나가 1개일 경우

OFDM 방식의 이동통신시스템의 특성으로 다중 경로 페이딩 채널을 거치더라도 FFT부(418, 420)를 거친 수신 신호는 상기 <수학식 21>에 의해 채널의 주파수 응답과 전송 신호의 단순한 곱의 형태로 나타난다. 그러므로 시공간-주파수 블록 부호화된 신호는 하기 <수학식 22>와 같이 표현할 수 있다.

$$\text{수학식 22}$$

$$\bar{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ H_2^* & H_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \bar{H} \cdot \bar{X} + \bar{n}$$

여기서, 위 첨자로 표현된 *는 각 행렬 성분들을 복소 공액(complex conjugate)시키는 연산자이다. 그리고, H_1, H_2 는 각 송신안테나들과 수신안테나 사이에 해당하는 채널의 주파수 응답의 대각 행렬이고, X_1, X_2 는 각각 전송 심벌 벡터이다.

한편, 상기 FFT부(418, 420)로부터 출력되는 수신신호는 도 6의 컨트롤러로 제공되며, 상기 수신신호는 다중경로 채널별로 구분되어 해당 버퍼로 입력된다. 상기 버퍼는 시간축상에서 구분되는 수신신호들을 저장하며, 소정 단위의 수신신호가 저장되면 이를 시공간 블록 부호 부호화기(422)로 출력한다. 상기 버퍼들로부터 출력되는 수신신호는 r_1, r_2 로 구분하고 있다. 상기 수신신호를 구분하는 인덱스에서 하 첨자로 표시한 숫자는 시간 인덱스에 해당한다. 한편, 상기 r_1 과 상기 r_2 는 시공간 블록 부호의 사용에 의해 송신기에서 구분되고 있는 X_1 과 X_2 가 혼합된 신호이다.

따라서, 시공간 블록 부호 복호화기(422)에 의해 도 8의 816단계를 수행함으로써 복호화된 신호는 시공간 블록 부호의 직교성에 의하여 채널 행렬 \bar{H} 의 허미시안(hermitian)을 곱하여 하기 <수학식 23>과 같이 얻어진다.

$$\text{수학식 23}$$

$$\tilde{X} = \begin{bmatrix} \tilde{X}_1 \\ \tilde{X}_2 \end{bmatrix} = \bar{H}^H \cdot \bar{r}$$

$$= \begin{bmatrix} H_1^* H_1 + H_2^* H_2 & 0 \\ 0 & H_1^* H_1 + H_2^* H_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \bar{H}^H \cdot \bar{n}$$

상기 <수학식 23>에서 복호된 심벌 벡터 \tilde{X}_1 와 \tilde{X}_2 에서 상기 \tilde{X}_2 는 상기 \tilde{X}_1 을 순환 회전시켜 발생시킨 것이므로, 도 6의 역순환 회전기(612)는 상기 도 8의 818단계에서 상기 \tilde{X}_2 를 상기 송신기에서 수행된 순환 회전의 역동작으로서 d 만큼 역 순환 회전시킨다. 상기 역 순환 회전을 위해서는 역 순환 회전할 역 순환 회전량 d 가 요구된다. 상기 역 순환 회전량 d 는 순환 회전량 결정기(616)에 의해 결정된다. 상기 역 순환 회전량은 상기 도 8의 810단계에서 수행된다. 상기 역 순환 회전시켜 발생된 심벌 \tilde{X}_1 의 각 부 반송파는 하기 <수학식 24>와 같이 나타난다.

수학식 24

$$\tilde{X}_1(k) = \tilde{X}_2((k+d) \bmod N), \quad 0 \leq k \leq N-1$$

$$\tilde{X}_1 = [\tilde{X}_2(d) \cdots \tilde{X}_2(N-1) \tilde{X}_2(0) \cdots \tilde{X}_2(d-1)]^T$$

그러므로 상기 <수학식 23>에 의해 잡음 성분을 제외한 상기 \tilde{X}_1 는 역 순환 회전에 의해 하기 <수학식 25>와 같이 실제 전송된 OFDM 심벌 s로 표현할 수 있다.

수학식 25

$$\tilde{X}_1 = \begin{bmatrix} |H_1(d)|^2 + |H_2(d)|^2 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & |H_1(N-1)|^2 + |H_2(N-1)|^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & |H_1(0)|^2 + |H_2(0)|^2 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & |H_1(d-1)|^2 + |H_2(d-1)|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(0) \\ \vdots \\ s(N-d-1) \\ s(N-d) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix}$$

상기 \tilde{X}_1 과 상기 \tilde{X}_1 가 똑같은 전송 심벌 벡터 s를 포함하고 있으므로, 상기 두 벡터를 더한 심벌 벡터 \hat{X}_1 의 k번째 부 반송파는 하기 <수학식 26>과 같이 표현된다.

수학식 26

$$\begin{aligned} \hat{X}_1(k) &= (|H_1(k)|^2 + |H_2(k)|^2 \\ &\quad + |H_1((k+d) \bmod N)|^2 + |H_2((k+d) \bmod N)|^2) s(k) \\ &= \lambda_k \cdot s(k) \end{aligned}$$

여기서, $0 \leq k \leq N-1$ 이다.

상기 \tilde{X}_1 과 상기 \tilde{X}_1 는 상기 도 6의 가산기(614)에 의해 가산되며, 상기 가산 과정은 상기 도 8의 820단계에서 수행된다.

일반적으로 다중 안테나를 사용하는 이동통신시스템에서 각 안테나들간의 채널은 서로 독립적이다. 그러므로, H_1 과 H_2 는 서로 독립이다. 따라서, 상기 <수학식 26>에서 $H_1(k)$ 와 $H_2(k)$ 는 서로 독립이고,

$H_1((k+d) \bmod N)$ 과 $H_2((k+d) \bmod N)$ 도 서로 독립이 된다. 또한, 상기 <수학식 17>에서 d 값은 각 부

반송파들간 채널이 서로 독립이 되도록 정해졌으므로, $H_1(k)$ 와 $H_1((k+d) \bmod N)$ 도 서로 독립이 된다. 그리고

$H_2(k)$ 와 $H_2((k+d) \bmod N)$ 도 서로 독립이 된다. 그러므로 상기 <수학식 26>에서 전송 신호 s(k)는 2차의 공간 다이버시티 이득과 2차의 주파수 다이버시티 이득으로 전체 4차의 다이버시티 이득을 얻는다는 것을 보여준다.

따라서, 송신안테나 2개만으로 송신안테나를 4개 사용한 시공간 블록 부호를 적용한 OFDM 방식의 이동통신시스템과 동일한 성능을 내게 된다. 이렇게 시공간 블록 부호 복호화기(422)에 의해 시공간-주파수 블록 부호의 복호화가 이루어진 후 주파수 다이버시티 결합기(424)를 통해 복호화 과정을 마친 신호는 상기 도 8의 822단계에서 복조부(Q

PSK/QAM 역사상기(426)의 입력으로 제공되어 복조화 과정이 이루어진다. 상기 복조기(426)에 의한 복조 과정은 하기 <수학식 27>에 의해 수행될 수 있다.

$$\hat{s}(k) = \arg \min_{\hat{s}(k)} \left\| \hat{\mathbf{X}}_1 - \lambda_k \cdot \hat{s}(k) \right\|^2, \quad 0 \leq k \leq N-1$$

수학식 27

상기 <수학식 27>에 의해 출력 데이터 $\hat{s}(k)$ 가 결정된다.

2) 수신안테나가 N_R 개인 경우

시공간 블록 부호의 경우와 비슷하게, 각 수신안테나들마다 수신 신호들을 시공간 블록 부호의 복호화 방법으로 복호화한 다음, 각 안테나들마다 복호화된 신호들을 합하게 된다. 이는 하기 <수학식 28>로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}} &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{X}}_1 \\ \hat{\mathbf{X}}_2 \end{bmatrix} = \sum_{m=1}^{N_R} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1m} & \mathbf{H}_{2m} \\ \mathbf{H}_{2m}^* & -\mathbf{H}_{1m}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{1m} \\ \mathbf{r}_{2m} \end{bmatrix} \\ &= \sum_{m=1}^{N_R} \overline{\mathbf{H}}_m^H \overline{\mathbf{H}}_m \overline{\mathbf{X}} + \overline{\mathbf{H}}_m^H \overline{\mathbf{n}}_m \end{aligned}$$

수학식 28

여기서, \mathbf{H}_{1m} 과 \mathbf{H}_{2m} 은 각각 첫 번째 안테나와 m 번째 안테나 사이의 채널의 주파수 응답과 두 번째 안테나와 m 번째 안테나 사이의 채널의 주파수 응답을 나타낸다. 그러므로 상기 <수학식 28>에서 시공간 블록 부호에 의해 부호화된 신호는 상기 <수학식 23>의 식이 N_R 개만큼 더해진 형태로 얻어진다. 각 수신 안테나사이의 채널이 서로 독립이므로 공간 다이버시티 이득은 $2N_R$ 이 된다. 다음으로는 전술한 수신안테나가 1개인 경우와 똑같은 과정으로 주파수 다이버시티가 결합된다. 따라서 수신안테나가 N_R 개인 경우, 두 개의 전송 안테나를 사용하는 시공간-주파수 블록 부호는 $2 \times 2N_R$ 의 다이버시티 이득을 얻는다.

상기 수신안테나가 N_R 개인 경우 경우에 있어 본 발명의 실시 예에 따른 수신기의 구성은 도 11에 보이고 있는 바와 같다.

상기 도 11을 참조하면, 컨트롤러(1101)는 상기 도 3의 FFT부(418,420)로부터 제공되는 시공간 블록 부호에 의해 부호화된 심벌을 다중경로 채널별 및 수신 시간축에 의해 구분하며, 상기 구분된 심벌별로 해당 버퍼로 분배한다. 상기 컨트롤러(1101)로부터 분배된 심벌들은 해당 버퍼로 제공되며, 각 버퍼들은 소정 크기의 심벌들이 저장되면 이를 해당 시공간 블록 부호 복호기로 제공한다. 이때, 상기 버퍼로부터 출력되는 심벌들은 $r_{11}, r_{21}, \dots, r_{1m}, r_{2m}$ 으로 구분된다. 상기 심벌들의 표시에서 하 첨자의 앞의 숫자는 인덱스에 해당하며, 뒤의 숫자는 다중경로 채널을 지정하는 인덱스이다. 한편, 상기 시공간 블록 부호 복호기들은 상기 수신 안테나의 개수인 M_R 과 동일한 개수로 구비된다. 상기 복수개의 시공간 블록 부호 복호기들로부터 출력되는 변조심벌들은 복소 합산기(1104)로 제공되며, 하나의 변조심벌로 합산되어 출력된다. 상기 복소 합산기(1104)에 의해 출력되는 변조심벌을 처리하는 이후 동작은 전술한 수신안테나가 하나인 경우와 동일한 과정에 의해 처리된다.

발명의 효과

상술한 바와 같이 본 발명에 따른 시공간-주파수 부호화/복호화 장치 및 방법은 복잡도의 큰 증가 없이 1개 또는 2개의 전송 안테나만으로 2개 또는 4개의 전송 안테나들을 사용하는 것과 동일한 성능을 낼 수 있다. 본 발명에서는 공간 다이버시티 뿐만 아니라 주파수 다이버시티를 최대한 활용하는 전송 다이버시티 기법으로 1개 또는 2개의 전송 안테나만으로 2차 또는 4차의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 그러므로 전송 안테나의 증가로 인한 복잡도의 증가 없이 간단한 순환회전과 같은 선형 연산만으로도 성능 개선 효과가 크다. 더욱이 기존의 시공간 블록 부호를 사용하는 직

교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템과 완벽한 호환성을 유지하므로 기존의 이동통신시스템을 충분히 활용하면서도 성능 개선을 할 수 있다. 또한 다중 경로 페이딩 채널에 강한 특성과 안테나들간의 상관성이 큰 채널 환경에서는 기존의 이동통신시스템에 비해 더 큰 성능 향상을 보인다. 뿐만아니라 채널들 각각이 전력 지연 프로파일이 일정하지 않을 경우에도 수신기에서 전송 채널 추정 을 통한 상관도에 따라 순환 회전량을 추정하여 송신기측으로 피드백시켜 이상적인(ideal) 환경이 아닐 경우, 즉 일반 무선 채널과 같은 환경에서도 공간 다이버시티 및 주파수 다이버시티 효과를 최대화시킨다는 이점을 가진다. 그러므로 앞으로의 이동통신시스템에 적용되어 시스템의 성능을 향상시킬 기법으로 본 발명이 사용될 것이다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

입력되는 데이터를 제1개수의 부반송파들을 가지고 직교 주파수 분할 다중화 심벌로 변조하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 서로 다른 두 개의 안테나들을 사용하여 전송하며, 상기 안테나들에서 전송되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들 각각이 제2개수의 다중 경로를 가지는 채널을 통해 전송되는, 직교 주파수 분할 다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 부호화 장치에 있어서,

상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 입력하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 최초로 상기 제1개수와 제2개수를 가지고 결정한 순환 회전량에 의해 회전시켜 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 생성하며, 이후에는 수신기로부터 피드백되는 순환회전량에 의해 회전시켜 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 생성하는 복사본 발생기와,

상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌과 상기 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 시공간 블록 부호에 의해 부호화하고, 상기 시공간 블록 부호화된 심벌들 각각이 상기 서로 다른 두 개의 안테나들을 통해 전송되도록 출력하는 시공간 블록 부호 부호화기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 2.

제1항에 있어서, 상기 복사본 발생기는,

상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 버퍼링하는 버퍼와,

상기 순환 회전량을 결정하는 순환 회전량 결정기와,

상기 버퍼링되어 있는 직교 주파수 분할 다중화 변조심벌을 상기 결정된 순환 회전량에 의해 순환 회전시키는 순환 회전기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 3.

제1항에 있어서,

상기 수신기로부터 피드백되는 순환 회전량은 상기 제1개수의 부반송파들중 첫 번째 부반송파와 최소상관도를 가지는 부반송파의 위치값임을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 4.

입력되는 데이터를 제1개수의 부반송파들을 가지고 직교 주파수 분할 다중화 심벌로 변조하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 서로 다른 두 개의 안테나들을 사용하여 전송하며, 상기 안테나들에서 전송되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들 각각이 제2개수의 다중 경로를 가지는 채널을 통해 전송되는, 직교주파수분할 다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 부호화 방법에 있어서,

상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 입력하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 최초로 상기 제1개수와 제2개수를 가지고 결정한 순환 회전량에 의해 회전시켜 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 생성하며, 이후에는 수신기로부터 피드백되는 순환회전량에 의해 회전시켜 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 생성하는 과정과,

상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌과 상기 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 시공간 블록 부호에 의해 부호화하고, 상기 시공간 블록 부호화된 심벌들 각각이 상기 서로 다른 두 개의 안테나들을 통해 전송되도록 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 5.

제4항에 있어서, 상기 복사본 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 생성하는 과정은,

상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 버퍼링하는 과정과,

상기 순환 회전량을 결정하는 과정과,

상기 버퍼링되어 있는 직교 주파수 분할 다중화 변조심벌을 상기 결정된 순환 회전량에 의해 순환 회전시키는 과정을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 6.

제4항에 있어서,

상기 수신기로부터 피드백되는 순환 회전량은 상기 제1개수의 부반송파들중 첫 번째 부반송파와 최소상관도를 가지는 부반송파의 위치값임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 7.

입력되는 데이터를 제1개수의 부반송파들을 가지고 직교 주파수 분할 다중화 심벌로 변조하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 서로 다른 두 개의 안테나들을 사용하여 전송하며, 상기 안테나들에서 전송되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들 각각이 제2개수의 다중 경로를 가지는 채널을 통해 전송되는, 직교 주파수 분할 다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 수신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 복호화 장치에 있어서,

상기 서로 다른 두 개의 안테나들 각각을 통해 수신되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들을 상기 제1개수의 부반송파들에 대해 고속 푸리에 변환한 후 시공간 블록 부호에 의해 복호화하는 시공간 블록 부호 복호화기와,

상기 시공간 블록 부호 복호화된 두 개의 직교 주파수 분할 다중화 심벌들을 입력하고, 상기 두 개의 시공간 블록 부호 복호화된 심벌들의 상기 제1개수의 부반송파들간 상관도들을 검출하는 전송 채널 상관도 검출기와,

최초에는 상기 제1개수와 제2개수를 가지고 순환 회전량을 결정하고, 이후에는 상기 검출한 부반송파들간 상관도들중 첫 번째 부반송파와 최소 상관도를 가지는 부반송파 위치를 순환 회전량으로 결정하여 송신기로 피드백하는 순환 회전량 결정기와,

상기 시공간 블록 복호화된 심벌들중 한 심벌에 대해 상기 결정된 순환 회전량을 가지고 역회전시킨 후 나머지 한 시공간 블록 복호화된 심벌을 가산하여 미리 설정되어 있는 복조방식에 의해 복조하기 위한 변조심벌로 출력하는 주파수 다이버시티 결합기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 8.

제7항에 있어서, 상기 주파수 다이버시티 결합기는,

상기 두 개의 시공간 블록 복호화된 심벌들 중 하나의 심벌을 입력하고, 상기 입력한 시공간 블록 복호화된 심벌을 상기 결정된 순환 회전량에 의해 역 순환 회전시키는 역 순환 회전기와,

상기 두 개의 시공간 블록 복호화된 심벌들 중 나머지 한 시공간 블록 복호화된 심벌을 상기 역 순환 회전된 시공간 블록 복호화된 심벌과 가산하는 가산기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 9.

입력되는 데이터를 제1개수의 부반송파들을 가지고 직교 주파수 분할 다중화 심벌로 변조하고, 상기 직교 주파수 분할 다중화 심벌을 서로 다른 두 개의 안테나들을 사용하여 전송하며, 상기 안테나들에서 전송되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들 각각이 제2개수의 다중 경로를 가지는 채널을 통해 전송되는, 직교 주파수 분할 다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 수신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 복호화 방법에 있어서,

상기 서로 다른 두 개의 안테나들 각각을 통해 수신되는 직교 주파수 분할 다중화 심벌들을 상기 제1개수의 부반송파들에 대해 고속 푸리에 변환한 후 시공간 블록 부호에 의해 복호화하는 과정과,

상기 시공간 블록 부호 복호화된 두 개의 직교 주파수 분할 다중화 심벌들을 입력하고, 상기 두 개의 시공간 블록 부호 복호화된 심벌들의 상기 제1개수의 부반송파들간 상관도들을 검출하는 과정과,

최초에는 상기 제1개수와 제2개수를 가지고 순환 회전량을 결정하고, 이후에는 상기 검출한 부반송파들간 상관도들중 첫 번째 부반송파와 최소 상관도를 가지는 부반송파 위치를 순환 회전량으로 결정하여 송신기로 피드백하는 과정과,

상기 시공간 블록 복호화된 심벌들중 한 심벌에 대해 상기 결정된 순환 회전량을 가지고 역회전시킨 후 나머지 한 시공간 블록 복호화된 심벌을 가산하여 미리 설정되어 있는 복조방식에 의해 복조하기 위한 변조심벌로 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 10.

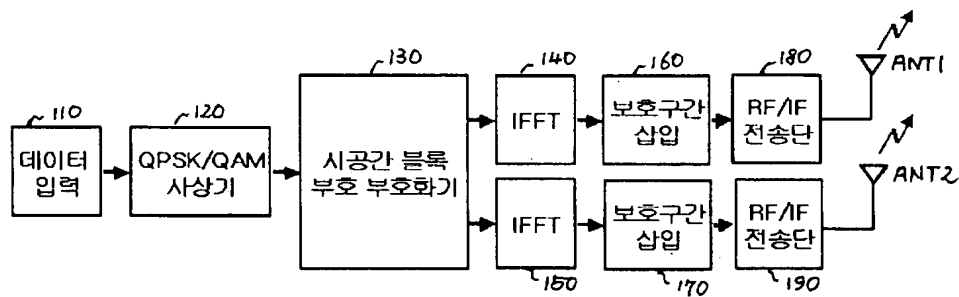
제9항에 있어서, 상기 변조심벌을 출력하는 과정은,

상기 두 개의 시공간 블록 복호화된 심벌들 중 하나의 심벌을 입력하고, 상기 입력한 시공간 블록 복호화된 심벌을 상기 결정된 순환 회전량에 의해 역 순환 회전시키는 과정과,

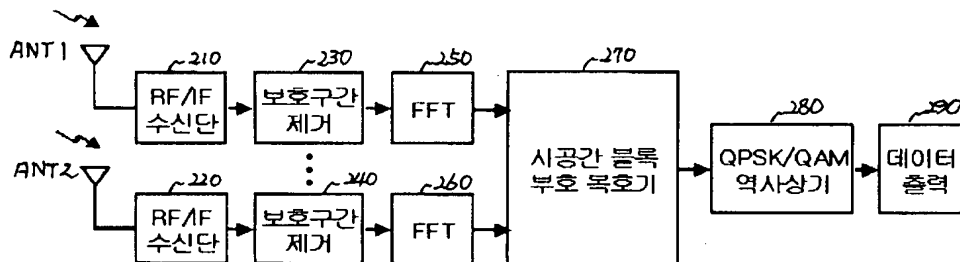
상기 두 개의 시공간 블록 복호화된 심벌들 중 나머지 한 시공간 블록 복호화된 심벌을 상기 역 순환 회전된 시공간 블록 복호화된 심벌과 가산하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

도면

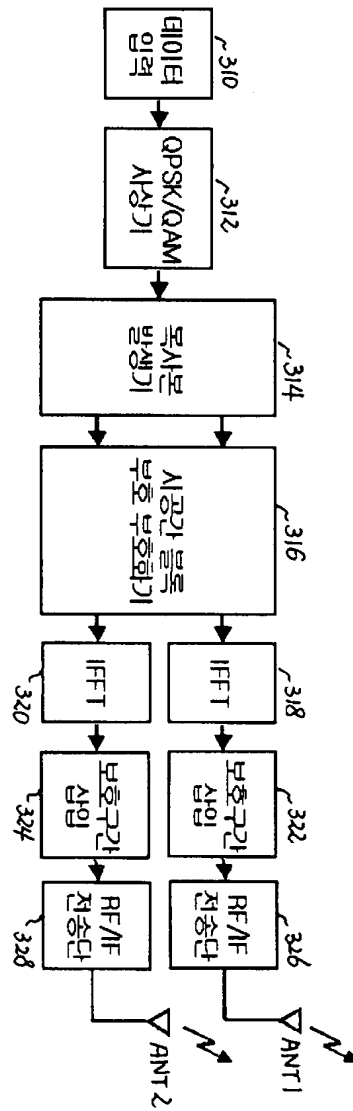
도면1



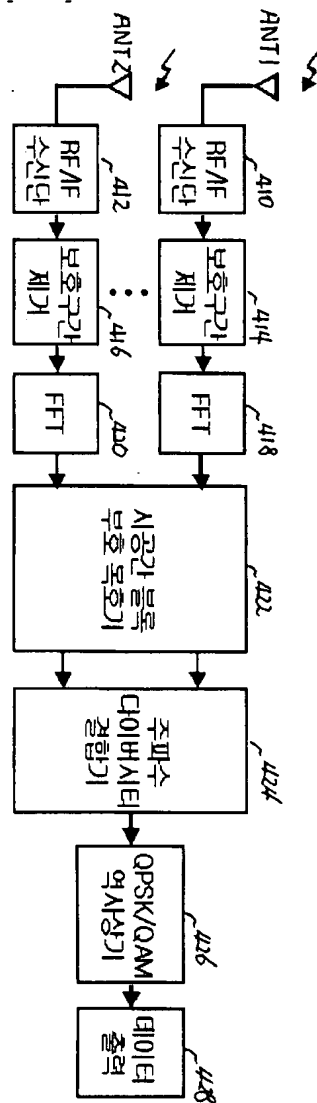
도면2



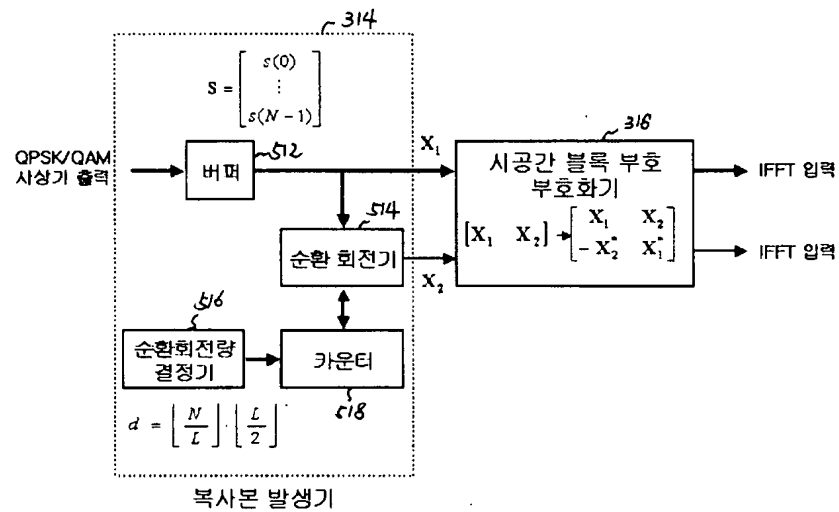
도 3



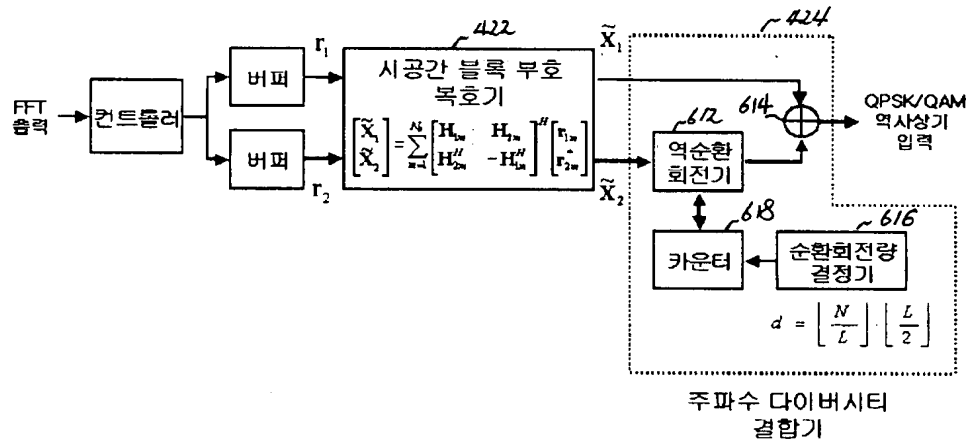
도면 4



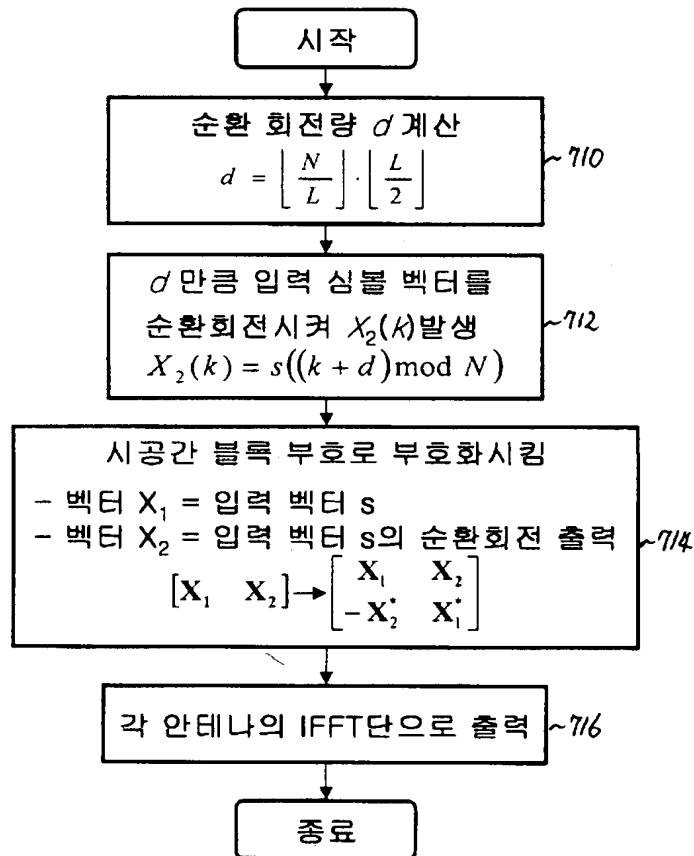
도면5



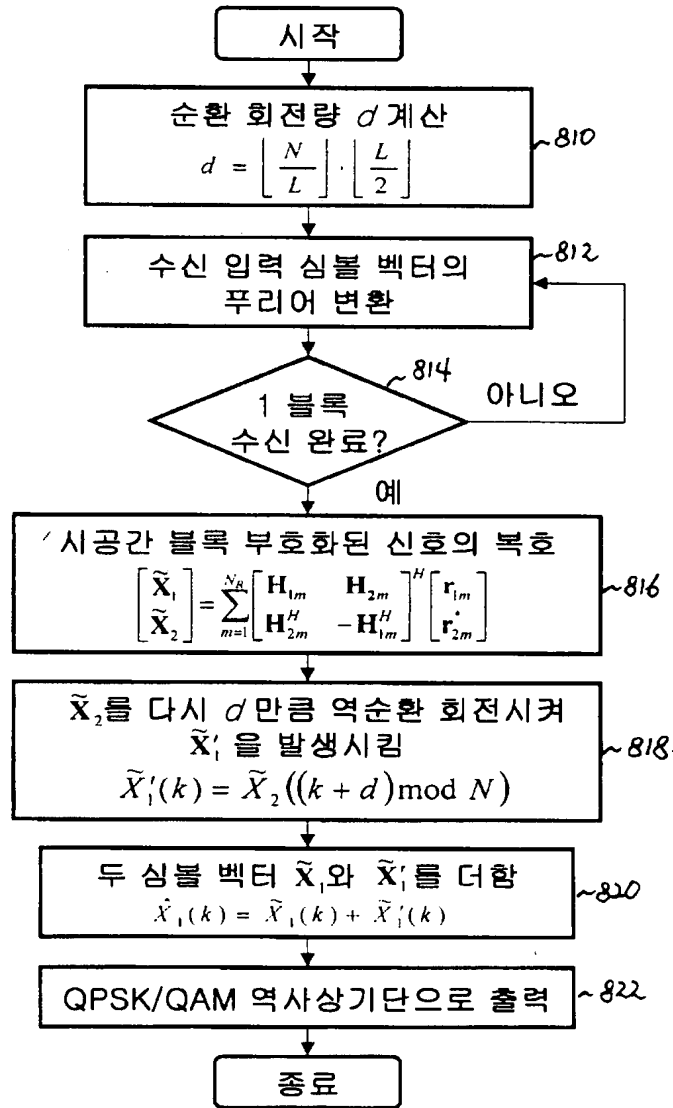
도면6



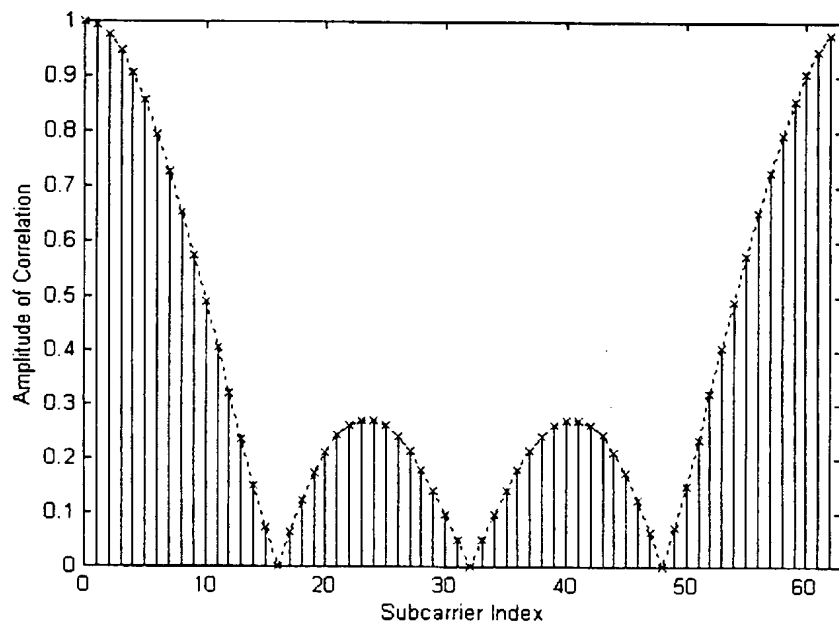
도면7



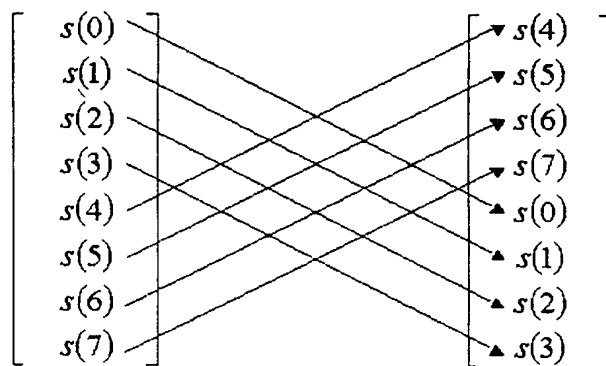
도면8



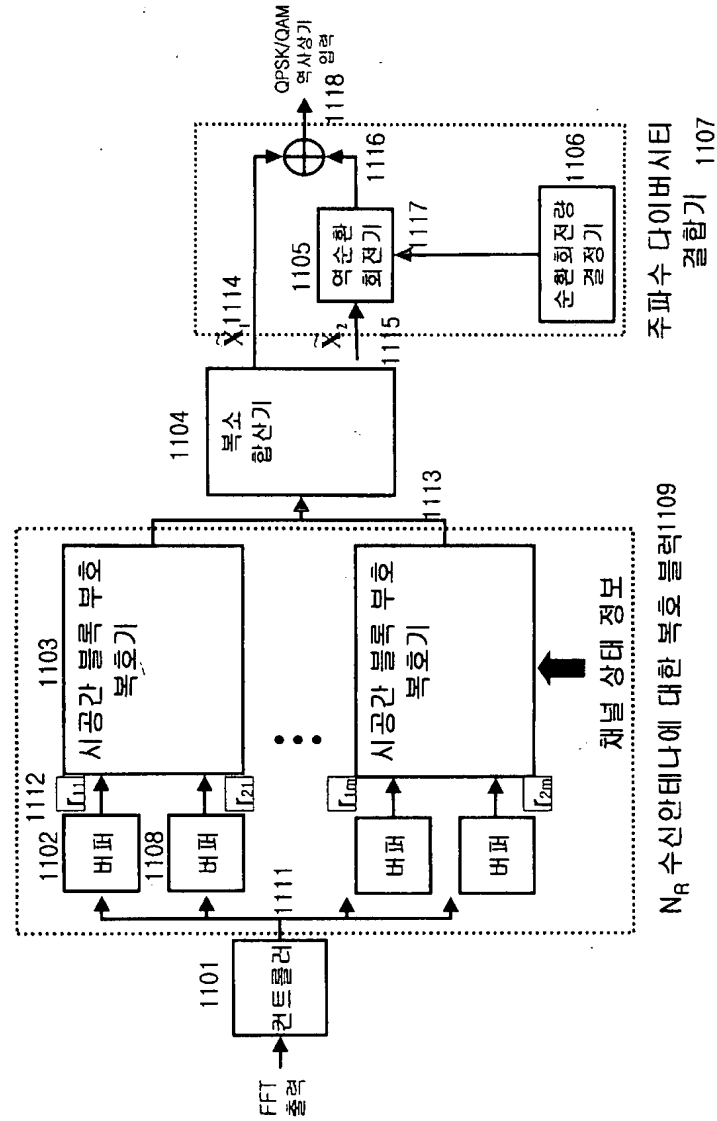
도면9



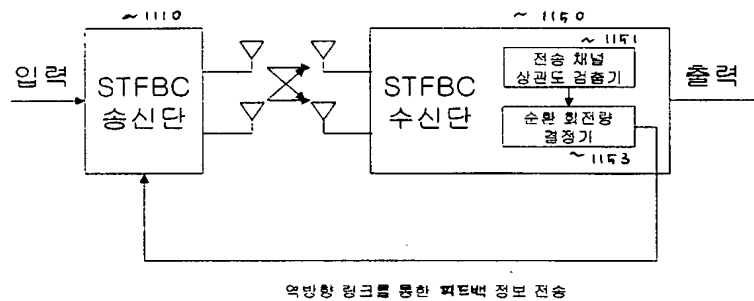
도면10



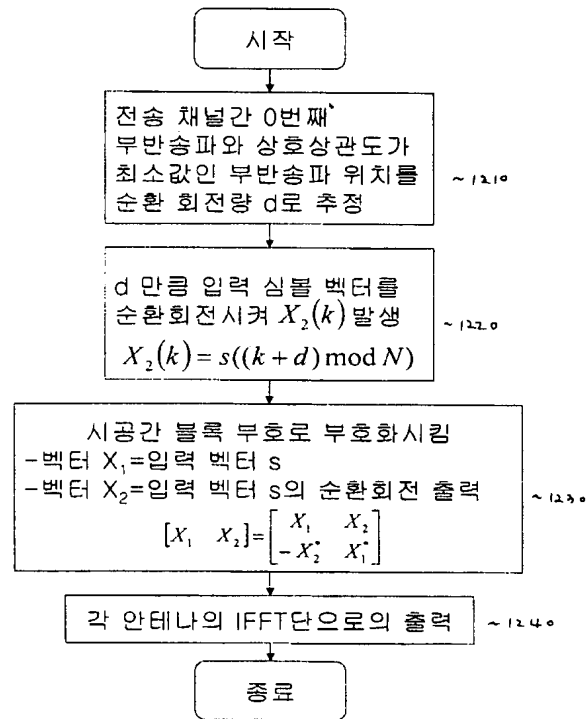
도면 11



도면 12



도면 1.3



도면 1.4

